

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 59-015336
 (43)Date of publication of application : 26.01.1984

(51)Int.Cl. H04B 1/10

(21)Application number : 57-125450
 (22)Date of filing : 17.07.1982

(71)Applicant : SONY CORP
 (72)Inventor : OKITA TOSHIMICHI

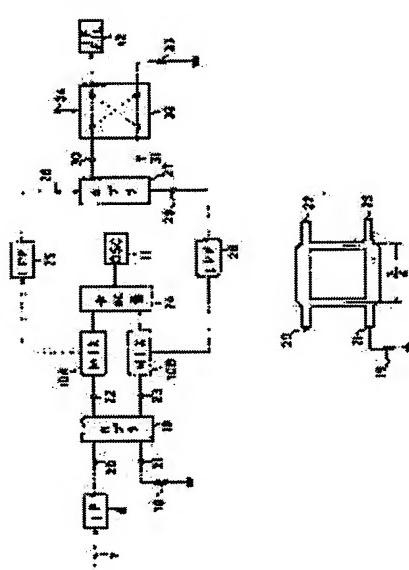
(54) RECEIVING DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To minimize the disturbance given from the broadcast waves excluding a desired one, by selecting the frequency of an intermediate frequency signal at a prescribed level when satellite broadcast waves are received.

CONSTITUTION: The 1st intermediate frequency amplifier IF8 is connected to a receiving device via an outdoor unit and a coaxial cable 7. The output of the IF8 is applied to the input terminal at one side of a 90°/3dB coupler 18. At the coupler 18, an IF signal is applied to a terminal 20 and output signals are extracted from terminals 22 and 23.

These outputs are set at 1/2 electric power compared with an input IF signal wth phases different by 90° from each other. These output signals are applied to mixers 10A and 10B, and the local oscillating output of a local oscillator 11 is supplied to each mixer via a power distributor 24. The output of each mixer is supplied to a coupler 27 (same as the coupler 18) via LPF25 and 26. An addition output of outputs of the LPF25 and 26 with a 90° phase shift is extracted at an output terminal 30 of one side, and at the same time the opposite addition output is extracted at an output terminal 31 of the other side. Then a desired signal emerges at one of these terminals 30 and 31; while an image signal emerges at the other terminal. These signals are applied to a switch circuit 32.



⑯ 日本国特許庁 (JP)

⑮ 特許出願公開

⑰ 公開特許公報 (A)

昭59—15336

⑯ Int. Cl.³
H 04 B 1/10

識別記号

府内整理番号
7608—5K

⑯ 公開 昭和59年(1984) 1月26日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 6 頁)

⑯ 受信装置

⑯ 特 願 昭57—125450

一株式会社厚木工場内

⑯ 出 願 昭57(1982) 7月17日

⑯ 出願人 ソニー株式会社

⑯ 発明者 沖田利通

東京都品川区北品川 6丁目7番
35号

厚木市旭町4丁目14番1号ソニ

⑯ 代理人 弁理士 杉浦正知

明細書

1. 発明の名称 受信装置

2. 特許請求の範囲

入力信号を互いに 90° の位相差を有する 2 つの信号に分配し、共通の局部発振信号によって周波数変換し、この局部発振周波数と入力周波数との差の周波数の成分の 2 つの信号を形成し、この周波数変換された信号の一方の信号を 90° 移相して他方と合成して第 1 の出力信号を得、その他方の信号を 90° 移相して一方と合成して第 2 の出力信号を得、選局手段の動作と連動して第 1 又は第 2 の出力信号の一方を出力信号として取り出すと共に、その他方を抑圧するようにした受信装置。

3. 発明の詳細な説明

この発明は、衛星放送の受信に適用される受信装置に関し、その目的とするところは、中間周波信号の周波数を所定の値に選んで、希望波以外の放送波からの妨害を最小にすることにある。

一般に、ダブルスーパー・ヘテロダイン式の衛星放送受信機は、第 1 図に示す構成とされている。

第 1 図において、1 は、パラボラ状の主反射器と副反射器と、電磁ホーンとから構成されたアンテナを示す。このアンテナ 1 の電磁ホーンに対して円偏波発生器 2 が接続されている。

円偏波発生器 2 は、例えば円形導波管内に直線偏波の偏波面に対し 45° 傾けて誘電体を挿入した構成とされている。アンテナ 1 により受信された円偏波は、この円偏波発生器 2 により直線偏波に変換され、変換器（図示せず）を介することにより、伝送路が矩形の導波管から同軸ケーブルとされる。そして、受信信号が SHF 増幅器 3 を介してミクサ 4 に供給される。このミクサ 4 には、第 1 局部発振器 5 からの局部発振信号が供給され、ミクサ 4 の出力に第 1 中間周波信号が現れる。このミクサ 4 の出力が第 1 中間周波増幅器 6 に供給される。このアンテナ 1 から第 1 中間周波増幅器 6 に至る装置は、屋外に設置される。

この屋外ユニットは、同軸ケーブル 7 を介して室内ユニットに結合される。8 は、室内ユニットの第 1 中間周波増幅器を示し、その出力が可変バ

ンドパスフィルタ 9 を介されることで、希望波が選択され、これがミクサ 10 に供給される。このミクサ 10 には、第 2 局部発振器 11 からの局部発振信号が供給され、その出力に第 2 中間周波信号が得られる。この第 2 中間周波信号が第 2 中間周波バンドパスフィルタ 12 と第 2 中間周波増幅器 13 とリミッタ 14 とを介して FM 復調器 15 に供給される。この FM 復調器 15 の出力に複合カラーテレビジョン信号が現れ、ビデオ信号回路 16 及び音声信号復調回路 17 に供給される。

1977 年ジュネーブで開催された世界無線主管長会議で決定された案に依れば、1.2 GHz 帯の衛星放送チャンネルの中心周波数は、第 1 チャンネルの 1.172748 GHz から第 40 チャンネルの 1.247550 GHz まで 1.918 MHz おきに設定されている。第 1 局部発振器 5 の周波数を 1.08 GHz に選ぶと、第 1 中間周波数の中心値 f_{IF_1} は、第 2 図に示すように、9.2748 MHz (第 1 チャンネル) から 1.67550 MHz (第 40 チャンネル) までとなる。

この発明の目的は、局部発振器の周波数変化幅がより狭くですみ、上述の問題点が解決された受信装置を実現することにある。

以下、この発明の一実施例について第 3 図を参照して説明する。第 1 図に示される受信装置と同様に、屋外ユニットと同軸ケーブル 7 を介して第 1 中間周波増幅器 8 が接続されている。この第 1 中間周波増幅器 8 の出力が可変バンドパスフィルタを介さずに $90^\circ \cdot 3$ dB カプラー 18 の一方の入力端子に供給される。

この $90^\circ \cdot 3$ dB カプラー 18 は、第 4 図に示すように、 $\frac{\lambda}{4}$ (λ : 信号の 1 波長) の長さのマイクロストリップラインを一辺とする正方形状のものである。そして、端子 20 に第 1 中間周波信号が供給され、端子 21 及び接地間に抵抗 50Ω (線路の特性インピーダンス) が接続され、端子 22 及び 23 の夫々から出力信号が取り出される。この端子 22 及び 23 に現れる第 1 中間周波信号は、 $\frac{1}{2}$ の電力とされ、互いに位相が 90° 異なるものである。

特開昭59-15336(2)

上述の受信装置において、所望のチャンネルを選択する場合は、可変バンドパスフィルタ 9 の中心周波数と第 2 局部発振器 11 の局部発振周波数を共に変化させて、一定周波数の第 2 中間周波信号を得るようになされる。しかしながら、上述の 1.2 GHz 帯の衛星放送のように、800 MHz もの広い帯域中から 40 チャンネルを選局する場合は、可変バンドパスフィルタ 9 の 27 MHz の通過帯域の中心周波数及び第 2 局部発振器 11 の局部発振周波数が第 2 中間周波数の差を保つて 800 MHz の範囲を変化しなければならず、設計が大変複雑になり、実現が困難となる欠点がある。すなわち、機械式選局装置の場合は、40 個のバンドパスフィルタと 40 組の局部発振器周辺の部品が必要となり、部品の量が膨大となる。また、電圧可変容量素子を使った電子選局装置では、可変バンドパスフィルタ 9 及び第 2 局部発振器 11 の何れとも、周波数変化幅が大きいので、現在入手できるパリキヤップによつて実現が困難であり、両者のトラジギングを取ることは、至難の技である。

この位相が 90° 異ならされた第 1 中間周波信号がミクサ 10 A 及び 10 B に供給される。また、第 2 局部発振器 11 の局部発振出力が電力分配器 24 を介されることで、2 つに分配されてミクサ 10 A 及び 10 B に供給される。電力分配器 24 の具体的なものとして、抵抗分圧回路があげられる。このミクサ 10 A 及び 10 B の出力がローパスフィルタ 25 及び 26 を夫々介して $90^\circ \cdot 3$ dB カプラー 27 の 2 つの入力端子 28 及び 29 に供給される。ローパスフィルタ 25 及び 26 は、不要信号成分を除去するためのものである。

この $90^\circ \cdot 3$ dB カプラー 27 は、第 4 図に示すものと同様の構成のもので、ローパスフィルタ 25 の出力とローパスフィルタ 26 の出力の 90° 移相されたものと加算出力が一方の出力端子 30 に取り出され、ローパスフィルタ 26 の出力とローパスフィルタ 25 の出力の 90° 移相されたものとの加算出力が他方の出力端子 31 に取り出される。この出力端子 30 及び 31 の一方に希望信号が現れ、その他方にイメージ信号が現れる。

この出力端子 3 0 及び 3 1 がスイッチ回路 3 2 の 2 つの入力端子に接続される。このスイッチ回路 3 2 の 2 つの出力端子の一方が第 2 中間周波バンドパスフィルタ 1 2 の入力端子に接続され、その他方が 50 Ω の抵抗 3 3 によつて終端されている。スイッチ回路 3 2 は、実線で示すように、90°・3 dB カプラー 2 7 の出力端子 3 0 を第 2 中間周波バンドパスフィルタ 1 2 に接続し、その出力端子 3 1 を抵抗 3 3 に接続する第 1 の接続状態と、破線で示すように、これらの接続関係を入れ替わる第 2 の接続状態との何れかとなるもので、端子 3 4 からのコントロール信号によつて切り替えられる。このコントロール信号は、チャンネル切替と連動して発生するものである。

上述のこの発明の一実施例において、90°・3 dB カプラー 2 7 の出力端子 3 0 及び 3 1 の夫々に希望信号とイメージ信号とが分離して取り出されることについて以下に説明する。

まず、90°・3 dB カプラー 1 8 の出力端子 2 2 に現れる入力信号 S_1 を下式で表わす。

$$+ \cos\{(\omega_R - \omega_L)t + \phi_R - \phi_L\}$$

となり、ローパスフィルタ 2 6 により前項の成分が減衰される。そして、 $(\omega_R - \omega_L)$ を ω_I とし、 $(\phi_R - \phi_L)$ を ϕ_I とおくと、90°・3 dB カプラー 2 7 の出力端子 3 0 に取り出される信号 S_A は、下式のものとなる。

$$\begin{aligned} S_A &= \sin(\omega_I t + \phi_I - 90^\circ) + \cos(\omega_I t + \phi_I) \\ &= -\cos(\omega_I t + \phi_I) + \cos(\omega_I t + \phi_I) \\ &= 0. \end{aligned}$$

また、90°・3 dB カプラー 2 7 の出力端子 3 1 に取り出される信号 S_B は、

$$\begin{aligned} S_B &= \cos(\omega_I t + \phi_I - 90^\circ) + \sin(\omega_I t + \phi_I) \\ &= \sin(\omega_I t + \phi_I) + \sin(\omega_I t + \phi_I) \\ &= 2 \sin(\omega_I t + \phi_I) \end{aligned}$$

となる。上述のように、入力信号の周波数より局周波数が低い場合 ($\omega_R > \omega_L$) には、出力端子 3 1 に希望信号が取り出される。また、($\omega_R < \omega_L$, $\omega_L - \omega_R = \omega_I$) の関係が成立するイメージ信号は、出力端子 3 0 に現れる。したがつて、($\omega_R > \omega_L$) の場合は、スイッチ回路 3 2 が破線

特開昭59- 15336 (3)

$$S_1 = \cos(\omega_R t + \phi_R - 90^\circ)$$

$$= \sin(\omega_R t + \phi_R)$$

ここで、 ω_R 及び ϕ_R は、入力信号 S_1 の角周波数及び位相である。また、出力端子 2 3 に現れる入力信号 S_2 は

$$S_2 = \cos(\omega_R t + \phi_R)$$

と表わされる。第 2 局部発振器 1 1 の局部発振出力 S_3 は、その角周波数及び位相を ω_L 及び ϕ_L とする

$$S_3 = \cos(\omega_L t + \phi_L)$$

となる。したがつて、ミクサ 1 0 A から得られる周波数変換後の信号は

$$\begin{aligned} S_1 \cdot S_3 &= \sin(\omega_R t + \phi_R) \cdot \cos(\omega_L t + \phi_L) \\ &= \frac{1}{2} (\sin\{(\omega_R + \omega_L)t + \phi_R + \phi_L\} \\ &\quad + \sin\{(\omega_R - \omega_L)t + \phi_R - \phi_L\}) \end{aligned}$$

となり、ローパスフィルタ 2 5 により前項の成分が減衰される。また、ミクサ 1 0 B から得られる周波数変換後の信号は

$$\begin{aligned} S_2 \cdot S_3 &= \cos(\omega_R t + \phi_R) \cdot \cos(\omega_L t + \phi_L) \\ &= \frac{1}{2} (\cos\{(\omega_R + \omega_L)t + \phi_R + \phi_L\} \end{aligned}$$

で示す第 2 の接続状態とされる。

また、($\omega_R < \omega_L$) の関係にある希望信号を受信するときには、出力端子 3 0 に希望信号が現れ、出力端子 3 1 にイメージ信号が現れるので、スイッチ回路 3 2 が実線で示す第 1 の接続状態とされる。

更に、この発明を衛星放送の受信に適用した一実施例について詳述すると、第 2 局部発振器 1 1 の局発周波数 f_L は、チャンネル間の中心周波数の差 (19.18 MHz) の倍数とされ、また、第 2 中間周波数の中心値 IF_2 の値が周波数変化幅 (800 MHz) の $\frac{1}{4}$ 以上のものとされる。上述のように、第 2 局部発振器 1 1 の周波数を選定することによつて、イメージ周波数が他のチャンネルの中心値に一致して完全に終端される。

一例として、局部発振周波数 f_0 を (1128.87 MHz ~ 1493.29 MHz) の範囲で 19.18 MHz ステップで変化させると、第 2 図から明かなように、第 1 チャンネルから第 20 チャンネルまでの信号に対応する ($IF_2 = 201.39$ MHz) の第 2

中間周波信号が $90^\circ \cdot 3$ dB カプラ 27 の出力端子 30 に得られる。

また、局部発振周波数 f_L を (1109.69 MHz ~ 1474.11 MHz) の範囲で 19.18 MHz のステップで変化させると、第 2 / チャンネルから第 40 チャンネルまでの信号に対応する第 2 中間周波信号が $90^\circ \cdot 3$ dB カプラ 27 の出力端子 31 に得られる。

つまり、第 1 チャンネルから第 20 チャンネルまでを受信する場合には、スイッチ回路 32 が実線図示の接続状態（第 3 図参照）とされ、第 2 / チャンネルから第 40 チャンネルまでを受信する場合には、スイッチ回路 32 が破線図示の接続状態（第 3 図参照）とされる。一例として、第 10 チャンネル（ $IF_1 = 1100.10$ MHz）を選局する場合には、スイッチ回路 32 を介して端子 30 が第 2 中間周波バンドパスフィルタ 12 に接続されると共に、端子 31 が抵抗 33 で終端される。そして、($f_L = 1301.49$ MHz) とされ、第 10 チャンネルの信号に対応する第 2 中間周波信

特開昭59-15336(4)

号が端子 30 に現れ、第 10 チャンネルのイメージに相当する第 3 / チャンネル（ $IF_1 = 1502.88$ MHz）がたとえ入力していても、その第 2 中間周波信号が端子 31 で終端され、第 10 チャンネルに対して妨害を与えない。

上述の一実施例の説明から理解されるように、この発明に依れば、希望信号とイメージ信号とを分離して取り出すことができるので、従来のように、可変バンドパスフィルタを設ける必要がない。また、この発明では、局部発振器の周波数変化範囲を狭くすることができる。したがつて、この発明により選局装置の回路構成を大幅に簡単化することができる。

なお、この発明は、衛星放送以外の受信装置に対しても適用して、同様の作用効果を奏する。

4 図面の簡単な説明

第 1 図はこの発明を適用することができる衛星放送受信機の一例の構成を示すブロック図、第 2 図は衛星放送の第 1 中間周波数の値の一例を示す略線図、第 3 図はこの発明の一実施例の構成を示す

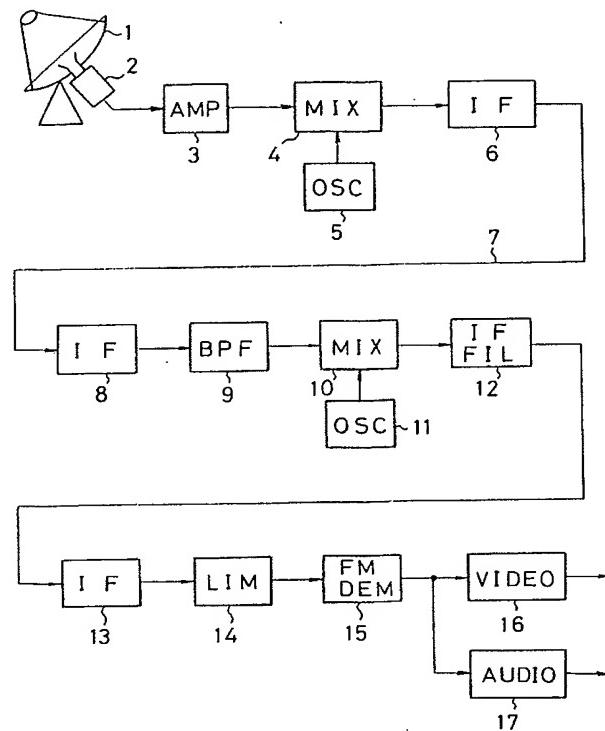
すブロック図、第 4 図はこの発明の一実施例に用いることができる $90^\circ \cdot 3$ dB カプラの具体的構成を示す平面図である。

8 …… 第 1 中間周波増幅器、9 …… 可変バンドパスフィルタ、11 …… 第 2 局部発振器、12 …… 第 2 中間周波バンドパスフィルタ、18, 27 …… $90^\circ \cdot 3$ dB カプラ、32 …… スイッチ回路。

代理人 杉浦正知

特開昭59- 15336 (5)

第 1 図

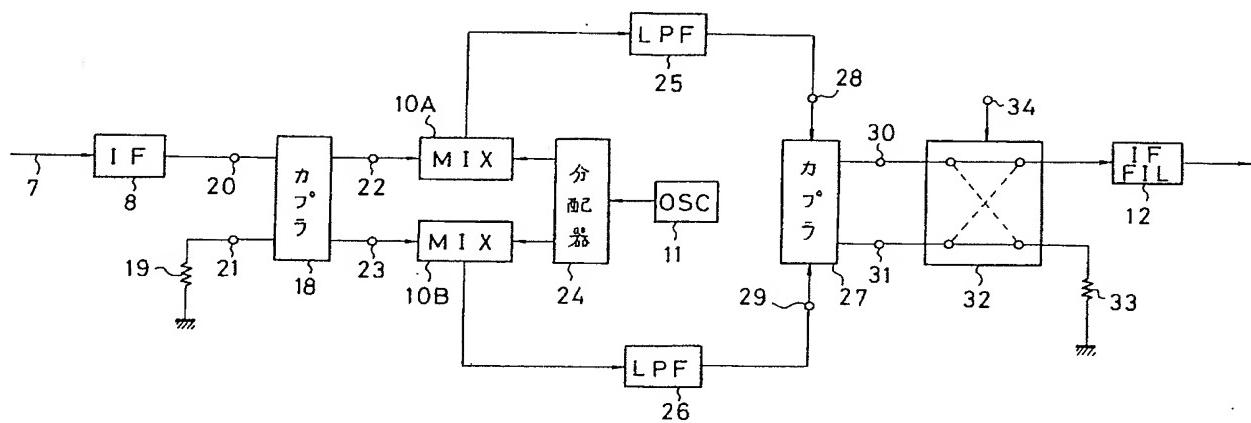


第 2 図 (MHz)

チャンネル 番号	I.F. ₁	チャンネル 番号	I.F. ₁
1	927.48	21	1311.08
2	946.66	22	1330.26
3	965.84	23	1349.44
4	985.02	24	1368.62
5	1004.20	25	1387.80
6	1023.38	26	1406.98
7	1042.56	27	1426.16
8	1061.74	28	1445.34
9	1080.92	29	1464.52
10	1100.10	30	1483.70
11	1119.28	31	1502.88
12	1138.46	32	1522.06
13	1157.64	33	1541.24
14	1176.82	34	1560.42
15	1196.00	35	1579.60
16	1215.18	36	1598.78
17	1234.36	37	1617.96
18	1253.54	38	1637.14
19	1272.72	39	1656.32
20	1291.90	40	1675.50

特開昭59- 15336 (6)

第 3 図



第 4 図

